

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl<sup>7</sup>

H02M 3/22

H02M 3/24 H02M 3/338

## [12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 01104600.7

[43] 公开日 2001 年 12 月 12 日

[11] 公开号 CN 1326260A

[22] 申请日 2001.1.11 [21] 申请号 01104600.7

[30] 优先权

[32] 2000.1.11 [33] US [31] 09/481079

[71] 申请人 汤姆森许可公司

地址 法国布洛涅斯迪克斯

[72] 发明人 R·C·阿伦 G·纳斯

S·P·麦佩克 J·C·斯蒂芬斯

[74] 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司

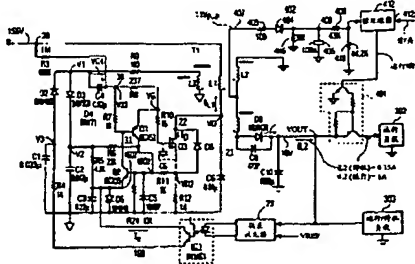
代理人 张志醒

权利要求书 2 页 说明书 9 页 附图页数 4 页

[54] 发明名称 具有同步功率转换的电源

[57] 摘要

一个电源,在正常运行操作方式中运行,并在待机备用过程,电源以操作的猝发方式运行。例如,当用于启动打开电源请求命令时,on/off 控制信号应 用到微处理器的输入端。微处理器监视猝发方式周期的延迟间隔的结束时刻,并产生同步控制信号,用于打开开关。在延迟时刻结束后,开关立即打开。打开的开关将运行方式负载耦合到电源的滤波电容上。



ISSN 1008-4274

知识产权出版社出版



## 权 利 要 求 书

1.一种开关方式电源,包括:

5 一个输出级,用于在待机备用操作方式期间,在正常运行操作方式中和在猝发方式周期的第一部分产生输出电源脉冲,而在所述猝发方式周期的第二部分中,所述输出电源脉冲被释放;

一种装置,用于产生控制信号,所述控制信号指示发生所述猝发方式周期的所述第一和第二部分之一;

一个开/关信号源;及

10 一种开关,响应所述开/关信号和所述控制信号,并耦合到所述输出级,在操作的所述待机备用和所述运行方式之间的转换期间,在猝发方式周期的预定时刻,选择地导通运行方式负载电路。

2.根据权利要求1的电源,其中在操作的所述运行方式的整个过程中,所述开关将所述输出级耦合到所述运行方式的负载电路中。

15 3.根据权利要求1的电源,其中所述输出级响应第一信号,第一信号指示所述输出电源脉冲的幅值,当所述幅值在值的范围之内时,用于在相应延迟间隔之间,以所述猝发方式产生所述输出电源脉冲,并当所述幅值在值的所述范围之外时,用于在所述延迟间隔之外,以操作的所述运行方式产生所述输出电源脉冲。

20 4.根据权利要求1的电源,其中与所述控制信号同步,所述开关在转换过程中导通所述运行方式电路。

5.根据权利要求1的电源,其中所述控制信号产生装置包括包络检测器。

25 6.根据权利要求1的电源,进一步包括滤波电容,其中所述输出级在所述滤波电容中产生电流脉冲,用于产生滤波的输出电源电压,并且其中所述开关在所述运行方式中,将所述滤波电容耦合到所述运行方式负载电路中,并且在所述待机备用过程中,以猝发方式将所述电容与所述运行方式负载电路断开连接。

30 7.根据权利要求1的电源,其中在所述第二部分,只要所述输出电源脉冲被释放,所述开关使所述运行方式负载电路与所述输出级断开连接,并且当开始产生所述输出电源脉冲时,将所述运行方式负载电路耦合到所述输出级。

8.根据权利要求 1 的电源,其中在操作的所述待机备用方式中,所述输出级耦合到待机备用方式负载电路上,用于导通所述待机备用方式负载电路。

9.根据权利要求 1 的电源进一步包括微处理器,微处理器响应所述开/关信号和所述控制信号,用于产生开关控制信号,开关控制信号耦合到所述开关的  
5 控制端上。

## 具有同步功率转换的电源

- 5 本发明涉及的电源具有猝发操作方式和正常运行操作方式。

典型的开关方式电源 (SMPS) 包括开关晶体管, 开关晶体管耦合到功率转换变压器的原边绕组上, 用于将输入电源电压周期性地供给原边绕组上。已知在正常运行操作方式下, 并且在待机备用操作方式下操作 SMPS。在正常运行操作方式中, 变压器的副边绕组中以高频产生电流脉冲, 并且电流脉冲被整流, 10 周期性地补充滤波或整流电容中的电荷。在电容中产生的输出电源电压被连接向负载供能。

在正常运行操作方式中, SMPS 以连续方式操作。在待机备用操作方式中, 希望 SMPS 以猝发方式操作, 来减少功率耗散。在猝发方式的给定周期内, 高频电流脉冲产生在变压器的绕组中。电流脉冲后面是相对长的间隔, 这 15 里称之为延迟时间间隔 (dead time interval), 它持续几毫秒的时间, 其间不产生电流脉冲。

在微处理器中可以产生 on/off (开/关) 信号。微处理器参考一个电位, 这个电位被称为与主电源电压绝缘的冷接地电位。这样, SMPS 的控制电路可以包括一个部分, 这部分不与主电源电压绝缘。变压器形成一个隔离屏障。

- 20 需要避免使用附加的隔离屏障, 来将绝缘的微处理器的 on/off 控制信息, 供给非绝缘的 SMPS 控制电路中, 实现在连续方式和猝发方式之间的转换。

先进型的 SMPS 是零电压转换 SMPS。在零电压转换 SMPS 中, 当晶体管的主电流导电端之间的电压为零, 来减小转换损失时, 晶体管上的转换发生。在待机备用时, 需要以猝发方式操作零电压转换 SMPS。

- 25 零电压转换 SMPS 实施了本发明的一个特定方案, 在零电压转换 SMPS 中, 通过一个开关从滤波电容上断开运行方式负载, 来启动待机备用方式。由此, 运行方式负载停止消耗负载电流。因为运行方式负载电路是不导通的, 在工作周期内, SMPS 的反馈回路促使晶体管导通, 其中工作周期实质比运行方式中的短。在晶体管的连续转换周期中, 在待机备用时, 短的工作周期促使零电压 30 转换 SMPS 以猝发方式操作。

通过所述开关将运行方式负载耦合到滤波电容上，启动晶体管的操作，从猝发方式转换到运行方式。增加的负载电流被感应，并且在晶体管中导致一个增加的工作周期。增加的工作周期促使零电压转换 SMPS 在运行时以连续方式操作。这样，避免使用附加的隔离屏障，在连续方式和猝发方式之间进行转换。

- 5 在待机备用方式中，可以使用滤波电容电压来导通微处理器。在从猝发方式到运行方式操作的转换间隔期间，需要避免电容电压急剧减小。防止滤波电容的放电会避免可能的故障。例如如果电源电压过度减小，微处理器可能停止操作。

- 用户可以通过例如遥控器装置，发出打开电源命令。将运行负载耦合到电容上的开关如果被打开，在延迟时间间隔中，电容电压可能过度减小，这是因为没有产生电流脉冲而致。

在实现一个本发明的方案的过程中，响应用户发出的打开电源命令，微处理器产生同步的 on/off 控制信号，来打开开关。在延迟时间间隔结束后，与延迟时间间隔的结束同步，开关立即打开，将运行方式负载耦合到滤波电容上。

- 15 在延迟时间间隔中，当不产生电流脉冲时，运行方式负载从滤波电容上断开连接。这样，滤波电容没有过度放电。结果是，在延迟时间间隔中电源电压没有减小。进一步，在延迟时间间隔后立即产生的每个电流脉冲，补充滤波电容中的电荷。

- 例如，假设第一次尝试时负载电流的增加，不足以禁止猝发方式的操作。
- 20 在后面的延迟时间间隔过程中，微处理器将促使开关关闭。结果，防止滤波电容放电。第一次尝试后，在延迟时间间隔结束时，微处理器促使开关在第二次尝试时打开。此时，负载电流足够高，使猝发方式的操作停止，并开始连续运行方式。

- 实施本发明方案的一种开关方式电源，包括一个输出级，所述输出级用于
- 25 在正常运行操作方式中产生输出电源脉冲，并在待机备用操作方式下，在猝发方式周期的第一部分产生输出电源脉冲。在猝发方式周期的第二部分，输出电源脉冲被禁止。控制信号和 on/off 信号产生，其中控制信号指示猝发方式周期的第一和第二部分之一发生。在操作的待机备用和运行方式之间的转换中，响应 on/off 信号和控制信号，并且耦合到输出级的开关，在猝发方式周期
- 30 的预定时刻，选择地导通运行方式负载电路。

图 1 显示的电源实施了本发明的一个方案，在待机备用时，电源以猝发方式操作；

图 2a、2b 和 2c 显示的波形用于解释图 1 的电路在运行方式下的操作；

图 3a 和 3b 显示的波形用于解释图 1 的电路在待机备用时以猝发方式的操  
5 作；

图 4a、4b 和 4c 显示的波形用于解释图 1 的电路从猝发方式转换到正常运行操作方式。

图 1 显示了一个调谐的 SMPS100，它实施了本发明的一方案。在图 1 中，作为晶体管开关而操作的 N 型金属氧化物半导体 (MOS) 功放晶体管 Q3，使  
10 它的漏极通过变压器 T1 的原边绕组 L1，耦连到输入电源的接线端 20 上，输入电源为直流 (DC) 电源 RAW B+。变压器 T1 作为隔离变压器，用于提供热接地电位-冷接地电位 (hot ground-cold ground) 的隔离屏障。电源 RAW B+ 从例如滤波电容上得到，其中滤波电容耦连到桥式整流器，而桥式整流器将主电源电压整流，主电源电压没有在图中显示。

15 晶体管 Q3 的源极通过电流传感器或取样电阻 R12，耦连到非隔离的热接地电位上。阻尼二极管 D6 作为开关，并联到晶体管 Q3 上，并且阻尼二极管 D6 与晶体管 Q3 包含在相同的包装容器中，形成双向开关 22。电容 C6 并联到二极管 D6 上，并且串联到绕组 L1 上，当开关 22 不导通时，电容 C6 与绕组 L1 的电感一起形成谐振电路 21。

20 变压器 T1 的副边绕组 L2 耦连到峰值整流二极管 D8 的阳极上，并且耦连到隔离的冷接地电位上，用于在滤波电容 C10 中产生输出电压 VOUT，其中滤波电容 C10 耦连到二极管 D8 的阴极上。在正常运行操作方式中，电压 VOUT 通过串联的运行负载开关 401，耦连到运行负载电路 302 上。开关 401 由控制信号 RUN/STBY 控制，控制信号 RUN/STBY 实施了本发明的方案，并且控制  
25 信号 RUN/STBY 由微处理器 412 产生，用于在运行方式中将开关 401 保持在打开状态。

误差放大器 23 响应电压 VOUT 和参考电压 VREF。光耦连器 IC1 包括发光二极管。光耦连器 IC1 的晶体管发射极，通过电阻 R4 耦连到负的 DC 电压 V3 上。光耦连器 IC1 的晶体管集电极，耦连到电容 C3 上。光耦连器 IC1 用于  
30 隔离。当电压 VOUT 比参考电压 VREF 大时，光耦连器 IC1 的误差集电极电

流  $I_E$  指示它们之间的量, 以及它们之间相差的量。

比较器晶体管 Q2 具有基极, 基极通过电阻 R11, 耦合到晶体管 Q3 的源极与电流传感器电阻 R12 之间的连接点上。晶体管 Q2 将它的基极电压  $V_{BQ2}$  与误差电压  $V_{EQ2}$  比较, 其中误差电压  $V_{EQ2}$  在晶体管 Q2 的发射极形成。电压  $V_{BQ2}$  包括的第一部分与晶体管 Q3 中的源极-漏极电流  $I_D$  成比例。DC 电压 V2 通过电阻 R6 耦合到晶体管 Q2 的基极上, 来形成电压  $V_{BQ2}$  的第二部分, 这部分电压形成在电阻 R11 的两端。

DC 电压 V2 还通过电阻 R5 耦合到反馈滤波电路上, 来形成电流源, 对电容 C3 充电, 其中反馈滤波电路由电容 C3 形成。误差电流  $I_E$  耦合到电容 C3 上, 用于对电容 C3 放电。二极管 D5 耦合到晶体管 Q2 的发射极和地线之间。二极管 D5 将电压  $V_{EQ2}$  限制在二极管 D5 的正向电压上, 并且限制晶体管 Q3 中的最大电流。

晶体管 Q2 的集电极耦合到晶体管 Q1 的基极上, 并且晶体管 Q1 的集电极耦合到晶体管 Q2 的基极上, 来形成正反馈开关 31。晶体管 Q3 的控制电压  $V_G$  在晶体管 Q1 的发射极形成, 晶体管 Q1 的发射极形成正反馈开关 31 的输出端, 并且晶体管 Q1 的发射极通过电阻 R10 耦合到晶体管 Q3 的栅极上。

变压器 T1 的副边绕组 L3 通过电阻 R9 耦合, 用于产生交流 (AC) 电压 V1。电压 V1 通过电容 C4 和电阻 R8, 交流耦合到晶体管 Q1 的发射极上, 来产生晶体管 Q3 的驱动电压。交流耦合的电压  $V_G$  通过集电极电阻 R7 耦合到晶体管 Q2 的集电极和晶体管 Q1 的基极上。电压 V1 还通过二极管 D2 整流, 来产生电压 V3, 并且通过二极管 D3 整流, 来产生电压 V2。

当电源 RAW B+ 打开时, 电阻 R3 使电容 C4 充电, 其中电阻 R3 耦合到电源 RAW B+ 的源极与电容 C4 的接线端之间, 电容 C4 远离绕组 L3。当晶体管 Q3 的栅极上的电压  $V_G$  超过 MOS 晶体管 Q3 的临界电压时, 晶体管 Q3 导通, 促使晶体管 Q3 的漏极电压  $V_D$  减小。结果, 电压 V1 变为正值, 并且电压  $V_G$  增强, 以正反馈方式保持晶体管 Q3 完全打开。

图 2a-2c 显示的波形, 对于解释图 1 中调谐的 SMPS 的操作是有用的。图 1 和图 2a-2c 中相似的符号和数字指示相似的项目或功能。

在图 2c 中, 在给定周期 T 的间隔  $t_0$ - $t_{10}$  期间, 图 1 中导通的晶体管 Q3 的电流  $I_D$  上升。结果, 在绕组 L1 中, 电流  $I_{L1}$  的相应非谐振电流脉冲部分上升,

并且以磁能的形式存储在电感中，其中电感与变压器 T1 的绕组 L1 相关联。在图 2c 的时刻 t10，图 1 的电压 VBQ2，包括从电阻 R12 两端的电压中得到的上升部分，电压 VBQ2 超过正回授开关 31 的触发电平，用于打开晶体管 Q2，其中触发电平由电压 VEQ2 确定。电流在晶体管 Q1 的基极中流动。这样，正回授开关 31 在晶体管 Q3 的栅极上应用低阻抗。结果，图 2a 中的栅极电压 VG 减小到接近零伏特的水平上，并且截止图 1 的晶体管 Q3。当晶体管 Q3 截止时，图 2b 中的漏极电压 VD 增加，并且促使图 1 中的电压 V1 减小，其中电压 V1 从绕组 L3 中获得。存储在栅极-源极电容 CG 中的电荷保持锁住方式操作，直到图 2a 的时刻 t20 为止。

需要一定的电压才能保持图 1 中足够的集电极电流，当电压 VG 变得小于这个电压时，晶体管 Q2 基极的正向导通停止，结果，正回授开关 31 的锁住操作方式被释放。然后，继续减小的电压 V1，促使图 2a 的电压 VG 的负相部分 40，将图 1 的晶体管 Q3 保持在截止状态。

当晶体管 Q3 关闭时，在图 2b 的间隔 t10-t20 中，漏极电压 VD 如所示增加。图 1 的电容 C6 限制电压 VD 增加的比例，在电压 VD 精确地增供给零电压以上之前，使晶体管 Q3 完全不导通。由此，转换损失和发射的转换噪声减小。在图 2b 的间隔 t10-t30 中，当图 1 的晶体管 Q3 关闭时，包括电容 C6 和绕组 L1 的谐振电路 21 振荡。电容 C6 限制电压 VD 的峰值电平。这样，不需要缓冲器二极管和电阻，使效率增加并且转换噪声减小。

在图 2b 的时刻 t30 之前，电压 VD 的减小促使图 1 的电压 V1 变为正电压。在图 2b 的时刻 t30，电压 VD 接近于零伏特并且为负值，促使图 1 的阻尼二极管 D6 打开，并且将图 2b 中的电压 VD 箝制在大约零伏特的水平上。这样，图 1 中的谐振电路 21 显示了振荡的半个周期。在图 2b 的时刻 t30 后，因为前述图 1 中电压 V1 的极性改变，图 2a 的电压 VG 增加为正值。

后面晶体管 Q3 的打开延迟一个延迟时间，直到图 2b 中的时刻 t30 以后为止，在时刻 t30，电压 VD 变为接近于零伏特的水平，延迟时间由电阻 R8 和栅极电容 CG 的时间常数决定。这样，导致最小的打开损失，并且转换噪声减小。

通过改变滤波电容 C3 的电压 VEQ2，实现电压 VOUT 的负反馈控制。当电压 VOUT 大于电压 VREF 时，电流 IE 使电容 C3 放电，并且减小电压 VEQ2。这样，比较器晶体管 Q2 的临界电平减小。结果，晶体管 Q3 中电流 ID 的峰值



减小, 并且传送给负载电路的功率减小, 其中负载电路没有画出。另一方案, 当电压  $V_{OUT}$  小于电压  $V_{REF}$  时, 电流  $I_E$  为零, 并且电阻  $R_5$  中的电流使电压  $V_{EQ2}$  增加。结果, 晶体管  $Q_3$  中电流  $I_D$  的峰值增加, 并且传送给负载电路的功率增加, 其中负载电路没有画出。这样, 晶体管  $Q_3$  的控制电路根据电

5 压  $V_{EQ2}$ , 提供晶体管  $Q_3$  中电流  $I_D$  的工作周期调制, 其中控制电路包括正回授开关 31。

调谐的 SMPS100 根据电流-脉冲控制的电流脉冲, 以电流方式控制而操作。在图 2c 的间隔  $t_0$ - $t_{10}$  期间, 电流  $I_D$  的电流脉冲在图 1 的晶体管  $Q_3$  中流动, 当到达图 1 中晶体管  $Q_2$  的临界电平时, 电流脉冲在图 2c 的时刻  $t_{10}$  结束, 其

10 中图 1 中晶体管  $Q_2$  的临界电平由电压  $V_{EQ2}$  确定, 并且通过误差电流  $I_E$  建立, 形成误差信号。误差信号实际控制电流  $I_D$  的电流脉冲的峰值电流, 其中电流  $I_D$  在绕组  $L_1$  的电感中流动。控制电路以正反馈的方式立即修正, 用于输入电压  $B+$  的电压变化, 而不使用误差放电器 23 的动态范围。以这种方式, 可以得到电流方式控制的优点和调谐的 SMPS 的优点。

15 图 3a 和 3b 显示了图 1 中电压  $V_{30}$  在接线端 30 的波形, 这对解释 SMPS100 在待机备用时以猝发方式操作是有用的。当晶体管  $Q_3$  打开时, 电压  $V_{30}$  大约等于栅极电压  $V_G$ , 栅极电压  $V_G$  控制晶体管  $Q_3$ 。当图 1 的晶体管  $Q_3$  中发生转换操作时, 在图 3a 的猝发方式周期  $t_A$ - $t_C$  中, 图 3b 中电压  $V_{30}$  的波形包括的时间, 超过活动间隔  $t_A$  和  $t_B$ 。在相对长的延迟间隔  $t_B$ - $t_C$  内, 在图 1 的晶

20 体管  $Q_3$  中没有发生转换周期。在图 1、2a、2b、2c、3a 和 3b 中相似的符号和数字, 指示相似的项目或功能。

在图 3b 中的时刻  $t_A$  结束的延迟间隔内, 图 1 的电容  $C_4$  通过电阻  $R_3$  以上升的方式充电, 来形成正电压  $V_{C4}$ , 充电的速率由  $R_3$  和  $C_4$  的时间常数决定。在时刻  $t_A$ , 正电压  $V_{30}$  到达图 1 中晶体管  $Q_3$  的临界电平上。结果, 在晶体管

25  $Q_3$  中产生高频转换周期。在间隔  $t_A$ - $t_B$  期间, 图 3b 中电压  $V_{30}$  的正峰值电压  $V_{30PEAK}$ , 超过图 1 中晶体管  $Q_3$  的临界电平。这样, 高频转换周期在晶体管  $Q_3$  中继续。在晶体管  $Q_3$  的每个转换周期中, 如前所述, 晶体管  $Q_1$  打开。这样, 电容  $C_4$  被轻微放电。晶体管  $Q_1$  的放电电流超过电阻  $R_3$  的充电电流。这样, 电压  $V_{C4}$  下降。在趋于减小图 3b 中正峰值电压  $V_{30PEAK}$  的方向上, 电

30 压  $V_{C4}$  的电平改变电压  $V_1$ 。在时刻  $t_{AB}$ , 正峰值电压  $V_{30PEAK}$  减小到一个

值, 这个值小于图 1 中晶体管 Q3 的临界电平。晶体管 Q3 中的转换操作在时刻  $t_B$  停止, 并且接着是下一个延迟间隔  $t_B-t_C$ 。从图 3a 的时刻  $t_B$  到时刻  $t_C$ , 如前面所述, 电容 C4 通过电阻 R3 充电。

例如, 当用户通过遥控器装置, 启动电源关闭请求命令时, 其中遥控器装置未画出, 控制信号 ON/OFF 应用到微处理器 412 的输入端 412a 上。图 1 的微处理器 412 产生低电平状态下的控制信号 RUN/STBY, 用于关闭运行负载开关 401。关闭的开关 401 将图 1 的运行方式负载电路 302 从滤波电容 C10 上断开连接, 用于启动并保持操作的待机备用状态的猝发方式。由此, 负载电路 302 被关闭, 并且负载电路 302 中的负载电流  $I_{L2}$  停止。另一方案, 耦连到电容 C10 上的负载电路 303, 在待机备用方式中包括导通的级。

当负载电路 302 断开连接时, 电容 C10 的充电电流  $I_{DOUT3}$  小。因为当负载电路 302 关闭时, 图 1 中电容 C10 的充电电流  $I_{DOUT3}$  小, 在实质短于运行方式的工作周期内, 反馈回路促使晶体管 Q3 导通。在晶体管 Q3 的连续转换周期内, 短的工作周期促使 SMPS100 在待机备用中, 以猝发方式操作。

如前面所述, SMPS100 包括运行方式下的零电压转换特征, 和待机备用方式下的猝发方式特征。两个特征都利用了 SMPS100 的自振方案。

根据需要延迟间隔  $t_B-t_C$  的长度, 选择电阻 R3 和电容 C4 的值。选择电阻 R8 的值, 用于保证以猝发方式操作。如果电阻 R8 的值太大, 晶体管 Q1 中的放电电流会太小, 并且图 3b 中电压 V30 的峰值电压 V30PEAK 将不减小, 而低于图 1 的晶体管 Q3 的临界电平。通过选择电阻 R8 的足够小的值, 当短的工作周期产生在晶体管 Q3 的连续转换周期中时, 保证猝发方式操作。

图 4a、4b 和 4c 显示的波形, 对解释图 1 的 SMPS100 从待机备用方式转换到运行方式是有用的。在图 1、2a、2b、2c、3a、3b、4a、4b 和 4c 中相似的符号和数字, 指示相似的项目或功能。在给定的猝发方式周期  $t_1-t_3$  中, 在图 4c 的猝发部分  $t_1-t_2$  期间, 图 1 中的绕组 L2 中产生的脉冲 407, 在包络检测器 402 中被整流, 用于在图 1 的电容 405 中形成包络检测的脉冲信号 408。包络检测器 402 包括电阻 403, 电阻 403 耦连到变压器 T1 的绕组 L2 的部分, 与整流二极管 404 的阳极之间。整流二极管 404 的阴极耦连到滤波电容 405 上, 电容 405 与电阻 406 并联。在绕组 L2 中形成的脉冲在二极管 404 中整流, 用于在电容 405 中形成包络检测的信号 408。信号 408 通过分压器耦连到微处理器 412 上,

其中分压器包括电阻 409 和电阻 410。

在待机备用方式下，并在转换到运行方式的过程中，图 4c 显示了信号 408 的波形。到运行方式的转换在时刻  $t_3$  开始。在延迟间隔  $t_2$ - $t_3$  之外，脉冲信号 408 形成逻辑高电平。在延迟间隔  $t_2$ - $t_3$  期间，图 1 的猝发方式脉冲 407 消失，  
5 而图 4c 的信号 408 在逻辑低电平上。

例如，当用户通过遥控器装置，启动电源打开请求命令时，其中遥控器装置未画出，适当状态的控制信号 ON/OFF 应用到微处理器 412 的输入端 412a 上。在延迟间隔  $t_2$ - $t_3$  期间，在关于图 4c 的信号 408 的非同步时刻，例如在图 4b 的时刻  $t_8$ ，图 4b 控制信号 ON/OFF 可以发生。结果，图 1 的微处理器 412  
10 开始搜索包络检测的信号 408 从低电平-高电平的转换，在图 4c 的时刻  $t_3$  发生。在图 4c 的时刻  $t_3$  后，图 1 的微处理器 412 立即产生高电平状态的同步控制信号 RUN/STBY，用于打开开关 401。应该理解同步控制信号 RUN/STBY 的产生，可以通过使用专用的逻辑电路而交替地完成，其中专用的逻辑电路响应包络检测的信号 408 和控制信号 ON/OFF。可以使用这样的硬件解决方法，来代  
15 替在微处理器 412 的程序控制下，产生信号 RUN/STBY。

在实现本发明的方案时，开关 401 打开，用于在图 4c 中的延迟间隔  $t_2$ - $t_3$  的结束时刻  $t_3$  后，立即将图 1 的运行方式电路 302 耦合到滤波电容 C10 上。在延迟间隔部分  $t_8$ - $t_3$ ，当不产生图 1 的电流脉冲 IDOUT3 时，运行方式负载电路 302 不能使电容 C10 放电。这样，在图 4a 的间隔  $t_8$ - $t_3$  期间，图 1 的输出电  
20 源电压 VOUT 不减小。相反，在图 4b 的间隔  $t_8$ - $t_3$  内，由于图 1 的开关 401 打开，因为图 1 的电流脉冲 IDOUT3 消失，如图 4a 中的虚线 222 所示，图 4a 的电压 VOUT 急剧减小。在图 4a-4c 的延迟间隔  $t_2$ - $t_3$  后立即发生的每个电流脉冲 IDOUT3，补充图 1 的电容 C10。由此实现电源启动。

例如，假设在图 4c 的时刻  $t_4$ ，猝发方式部分中的负载电流 IL2 的幅值，在  
25 包络检测的信号 408 的低电平-高电平转换 408U 发生后，足以释放猝发方式操作。结果，包络检测的信号 408 的低电平-高电平转换 408D 发生，并且随后是另一个猝发方式的周期。

在实现本发明的进一步方案时，微处理器 412 在图 4c 的时刻  $t_4$  后面的延迟间隔期间，将促使开关 401 关闭，这个延迟间隔未画出。结果，避免图 1 的  
30 滤波电容 C10 放电。在图 4c 的时刻  $t_4$  后面，延迟间隔结束时（这个延迟间隔

未画出), 当后面包络的检测信号 408 的低电平-高电平转换 408U 发生时 (这个转换未画出), 图 1 的负载电流  $I_{L2}$  的幅值足以释放猝发方式的操作。结果, SMPS100 继续以连续运行方式操作。由此, 实现第二次启动的尝试。

## 说明书附图

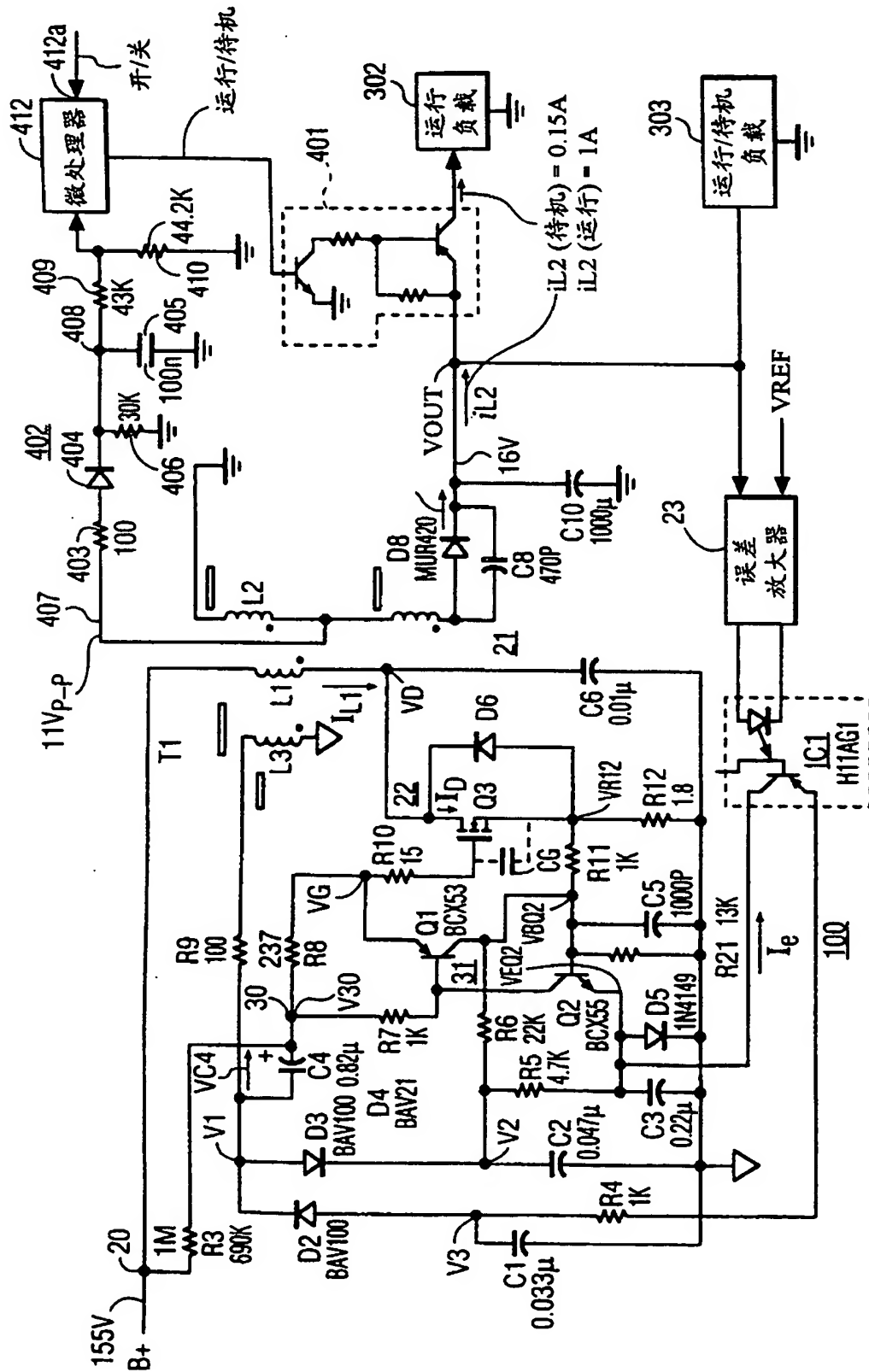


图 1

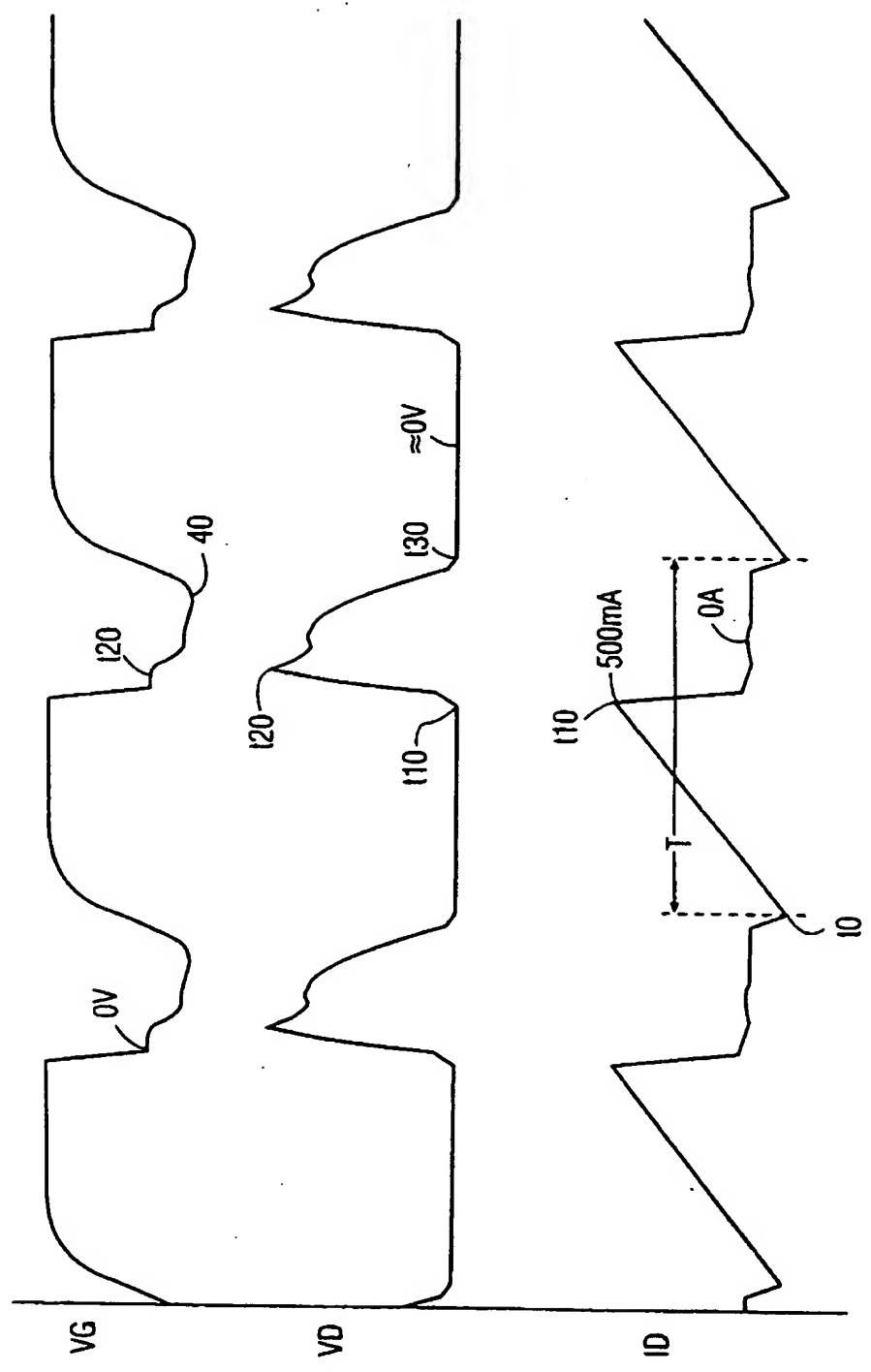


图 2a

图 2b

图 2c

图 3a

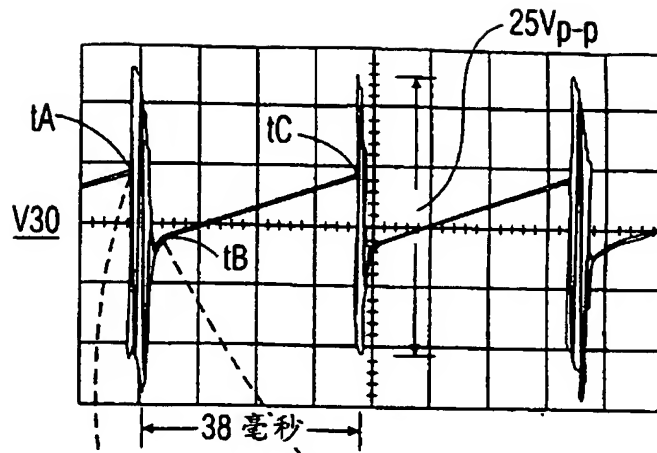


图 3b

